文章编号:1001-506X(2024)08-2535-11

网址:www.sys-ele.com

基于星链信标信号的多普勒定位方法与实验

袁祎平[1], 易建新[1,*], 万显荣[1], 郝才勇[1,2]

(1. 武汉大学电子信息学院, 湖北 武汉 430072; 2. 国家无线电监测中心深圳监测站, 广东 深圳 518000)

摘 要: 未来十年全球将陆续发射数以万计的近地轨道卫星,组成巨型星座,这将为定位导航应用提供大量不同频段、带宽和制式的机会信号。为了便于利用卫星机会信号,设计一种轻量级模块化的通用型接收设备,率先观测到星链卫星下行信号频道间间隔中心处的信标信号(11.95 GHz/12.45 GHz)。基于该信标信号提出多普勒提取和定位方法,并开展外场实验,接收获得6颗星链卫星的信号,利用其实现接收站定位。接收机的三维定位误差为28.9 m,水平定位误差为11.8 m,验证了星链信标信号用于多普勒定位的实际有效性。

关键词: 低轨卫星; 星链; 信标信号; 多普勒提取; 多普勒定位

中图分类号: PZ 28.1; TN 967.1 **文献标志码:** A **DOI:**10.12305/j.issn.1001-506X.2024.08.01

Doppler positioning method and experiment based on Starlink beacon signal

YUAN Yiping[1], YI Jianxin[1,*], WAN Xianrong[1], HAO Caiyong[1,2]

(*1. School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, China;*
2. Shenzhen Monitoring Station, The State Radio Monitoring Center, Shenzhen 518000, China)

Abstract: In the next decade, tens of thousands of low Earth orbit (LEO) satellites will be launched around the world to form a mega constellation, which will provide a large number of opportunity signals of different frequency bands, bandwidths and formats for positioning and navigation applications. In order to facilitate the use of satellite opportunity signals, a lightweight modular universal receiving device is designed, which firstly observe the beacon signal at the center of the interval (11.95 GHz/12.45 GHz) between the downlink signal channels of the Starlink satellite. Based on the beacon signal, a Doppler extraction and positioning method is proposed. Then field experiments are carried out, in which the signals of six Starlink satellites are acquired and the receiving station is positioned using these signals. The receiving device's three-dimenaional (3D) positioning error is 28.9 m and horizontal positioning error is 11.8 m, which demonstrates the practical effectiveness of Doppler positioning based on Starlink beacon signals.

Keywords: low Earth orbit satellite; Starlink; beacon signal; Doppler extraction; Doppler positioning

0 引 言

目前全球卫星导航系统(global navigation satellite system, GNSS)的建设已较为完备,但其仍然存在局限性和缺点,表现为以下两点:频道单一,易受电磁环境影响;部分信号结构公开透明,可能受恶意攻击而产生欺骗信息。尽管可以利用信号处理技术来检测和减轻此类攻击[1-3],但无法杜绝。在极度依赖GNSS的现代社会,GNSS瘫痪的损失不可估量。为了克服GNSS的弱点并避免对其过度依赖,应积极探索其他导航源,机会导航因此而生。机会导航利用环境中潜在的机会信号进行导航定位,大量研究认为近地轨道卫星(低轨卫星)为机会导航提供了可靠的信号源[4-7],利用低轨卫星机会信号进行导航定位具有重要的研究和应用价值[8-10]。

收稿日期:2023-08-15; **修回日期:**2023-11-14; **网络优先出版日期:**2023-11-29。

网络优先出版地址:http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20231129.1129.009.html

基金项目:国家自然科学基金(61931015,62071335,62250024);湖北省自然科学基金创新群体(2021CFA002);中央高校自主科研项目(2042022dx0001)资助课题

* **通讯作者.**

引用格式: 袁祎平, 易建新, 万显荣, 等. 基于星链信标信号的多普勒定位方法与实验[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(8): 2535-2545.

Reference format: YUAN Y P, YI J X, WAN X R, et al. Doppler positioning method and experiment based on Starlink beacon signal[J]. Systems Engineering and Electronics, 2024, 46(8): 2535-2545.

随着近年来卫星技术的成熟，许多国外科技巨头公司，如 SpaceX、OneWeb 等，正在积极参与低轨宽带通信卫星星座的部署[11]。2021 年 9 月，SpaceX 和 OneWeb 在其计划的第一阶段星座中(含 4 408 颗卫星[12]和 720 颗卫星[13])分别部署了 1 600 多颗和 300 多颗卫星；2023 年 4 月，SpaceX 的在轨卫星(星链)已多达 4 186 颗。低轨道(low Earth orbit, LEO)卫星作为极具潜力的机会导航源，具有以下优势：① 数量众多且覆盖范围广，覆盖网络密度相比 GNSS 更高；② 信噪比高，与中轨道(medium Earth orbit, MEO)卫星相比，LEO 卫星距离地球更近(MEO 卫星高度约为 LEO 卫星的 20 倍左右)，传播损耗较低，在地面接收到的 LEO 卫星信号比 MEO 卫星信号要强约 30 dB[14]；③ 信号频率丰富，抗干扰能力比 GNSS 更强。

在低轨卫星中，星链备受瞩目，使用其位于用户下行信号频道中心处的信标信号进行定位的研究得到国内外的广泛关注。文献[15]观测到星链卫星 11.325 GHz 信标信号，并使用基于自适应卡尔曼滤波的载波相位跟踪算法提取多普勒频移，所得结果的三维定位误差为 33.5 m，水平定位误差为 25.9 m。文献[16]将信标信号的多个子载波的多普勒频移聚合，双星定位的三维定位误差为 375 m。文献[17]和文献[18]假设星链用户下行信号含有周期性参考信号，使用匹配子空间检测方法提取多普勒频移，所得结果的水平定位误差为 10 m。文献[19]使用差分多普勒定位技术，使用相隔 1 km 的两台接收机同时接收星链信标信号，所得结果的水平定位误差为 5.6 m。文献[20]同时使用位于 11.325 GHz 和 11.575 GHz 处的信标信号进行定位，在有高程辅助的情况下，所得结果的水平定位误差为 15 m。

上述国内外研究使用固定型抛物面天线或跟踪型抛物面天线接收星链信标信号，得益于抛物面天线的高增益，接收到的信标信号通常具有较高信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)。但固定型抛物面天线的卫星捕获时间较短，而跟踪型抛物面天线笨重且成本昂贵。为在增加卫星捕获时间的同时减少接收天线体积和成本，本文使用低增益宽波束喇叭形馈源代替高增益窄波束的抛物面天线，设计制作了一套轻量级模块化的通用型接收设备，率先观测并接收了星链在 11.95 GHz/12.45 GHz 处的信标信号(位于用户下行频道间的间隔中心)。

由于牺牲了天线增益，实际接收信标信号的 SNR 较低。文献[15]的方法在 SNR 较低的情况下难以应用，文献[17－19]利用了星链用户下行信号的先验信息(通信频道内通常含有周期性参考信号)，而在低 SNR 情况下周期性参数难以估计。为了在低 SNR、缺少信号制式信息的情况下提取信标信号的多普勒频移，本文分阶段构建了短时间和长时间模型，提出了一种频域滑窗估计法。理论上，上述设备和方法可适用于多种低轨卫星信标信号的接收和多普勒频移提取，具有较好的泛用性。最后，使用上述设备和方法，开展了基于星链信标信号的多普勒定位实验。

本文的其他部分组织如下：第 1 节将介绍接收机的硬件设备。第 2 节将展示观测到的星链 11.95/12.45 GHz 信标信号并说明星链用户下行信号具有两种不同的信标信号。第 3 节将阐述利用接收端信号模型与频域滑窗估计提取多普勒频移的方法。第 4 节将说明多普勒定位方法和实验结果。第 5 节对全文做出总结。

1　轻量级模块化的通用型接收设备

星链卫星用户下行信号位于 X/Ku 波段(10.7～12.75 GHz)，其频率超出大多数商业化软件定义的无线电平台能够直接接收的范围。Ku 波段卫星信号一般使用抛物面天线接收，但是高增益的抛物面天线波束较窄，必须配备专门的跟踪转台[21]才能在较长时间内连续捕获绕地高速运动的低轨卫星。固定型抛物面天线的卫星捕获时间较短，而实时跟踪低轨卫星的天线设备体积较大且成本昂贵。克服上述困难的方法之一是以牺牲天线增益为代价来增加波束宽度，从而增加低轨卫星的捕获时间。

如图 1 所示，本文使用 Ku 波段宽波束(半功率波束宽度约 60(°)/rad)的喇叭型馈源代替窄波束的抛物面天线和跟踪转台，大幅减轻了接收天线的重量和体积，后续的实测结果将证明这是波束宽度和增益之间的合理折衷。

图 1　代替抛物面天线的喇叭形馈源

Fig. 1　A horn-shaped feed resource instead of a parabolic antenna

受卫星电视高频头启发，本文使用低噪声下变频器(low noise block, LNB)模块将星链用户下行信号上半段(11.7～12.7 GHz)混频至 L 波段(950～1 950 MHz)(LNB 模块相当于低噪声放大器＋本振频率为 10.75 GHz 的混频器)；使用亚德诺半导体公司提供的高集成度射频接收芯片 ADRV9009 代替复杂的二次混频和采样电路，进一步减小了设备体积；全球定位系统(global positioning system, GPS)为系统提供稳定的时钟源；现场可编程逻辑门阵列(field programmable gate array, FPGA)负责数据传输。为接收星链 11.95/12.45 GHz 信标信号，设置本振频率为 1.2/1.7 GHz，设置采样率为 2 MHz。本文设计并制作的接收设备结构框图如图 2 所示。

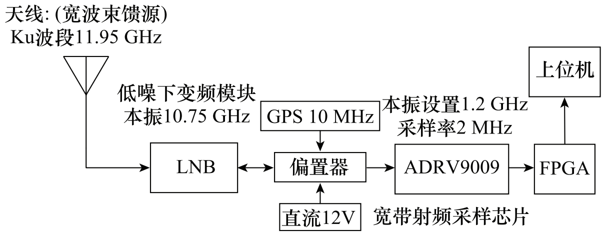


图 2　接收设备结构框图

Fig. 2　Structure block diagram of receiving device

本文中使用的接收设备具有以下优点：① 体积小重量轻，便携性好；② 接收设备各组件均已商业化，便于搭建；③ 采用模块化设计。目前市场上各型号的馈源及 LNB 涉及不同频段(S、C、X、Ku、Ka 等)，已覆盖多种低轨卫星的信号频率。比如，星链和 OneWeb 卫星的用户下行信号(X/Ku 波段，10.7～12.75 GHz)，Telesat 卫星的用户下行信号(Ka 波段，17.8～20.2 GHz)。选用的 ADRV9009 是宽带射频接收芯片(支持的输入信号频率为 30 MHz～6 GHz)，最高采样率为 250 MHz(星链用户下行信号的频道带宽仅为 240 MHz)。针对频率带宽各异的多种主流低轨卫星信号的接收，无需重新设计接收设备构架，只需更换馈源及 LNB，修改 ADRV9009 本振频率和采样率。

2　星链 11.95/12.45 GHz 信标信号

目前星链不向中国地区提供服务，因此在境内的绝大多数地区无法接收完整的星链用户下行信号，但仍可接收信标信号。如之前所述，目前国内外研究仅发现了位于星链用户下频道中心处的信标信号(11.325/11.575 GHz)。本文使用第 1 节中描述的接收设备，率先观测到了一种位于星链用户下行信号频道间间隔中心处的信标信号(11.95/12.45 GHz)，信标信号的频谱如图 3 所示。由于使用低增益宽波束馈源代替高增益窄波束的抛物面天线，本文所提设备接收的信标信号的实测 SNR 较低，在频谱上最高只有 10 dB。本文中接收的星链 11.95 GHz 信标信号的时频图如图 4 所示，在 80 s 接收时间内共出现 9 个子载波。信标信号的特性如下：多普勒频移在 1 MHz 范围内，各子载波间的频率间隔约为 44 kHz，SNR 不同且波动较大。

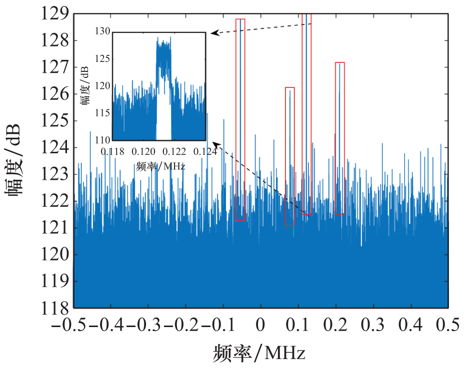


图 3　星链 12.45 GHz 信标信号的频谱

Fig. 3　Spectrum of Starlink 12.45 GHz beacon signal

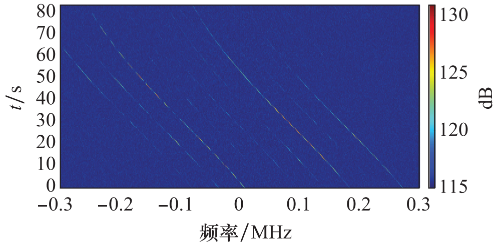


图 4　星链 11.95 GHz 信标信号的时频图

Fig. 4　Time-frequency diagram of Starlink 11.95 GHz beacon signal

在边境区域接收到的完整的星链卫星用户下行信号(由大型抛物面天线接收，信号采样频率为 640 MHz)的频谱图和时频图如图 5 所示，进一步说明了星链用户下行信号频道间间隔中心处的信标信号和频道内中心处的信标信号的区别。该频谱包含星链用户下行信号的一个完整频道(240 MHz)和 1/2 个相邻频道，频道间间隔处信标信号用红色方框标出，频道内信标信号用黑色方框标出。从频谱中可以发现，相邻频道间间隔中心处的信标信号的 SNR 略大于频道内中心处信标信号的 SNR。

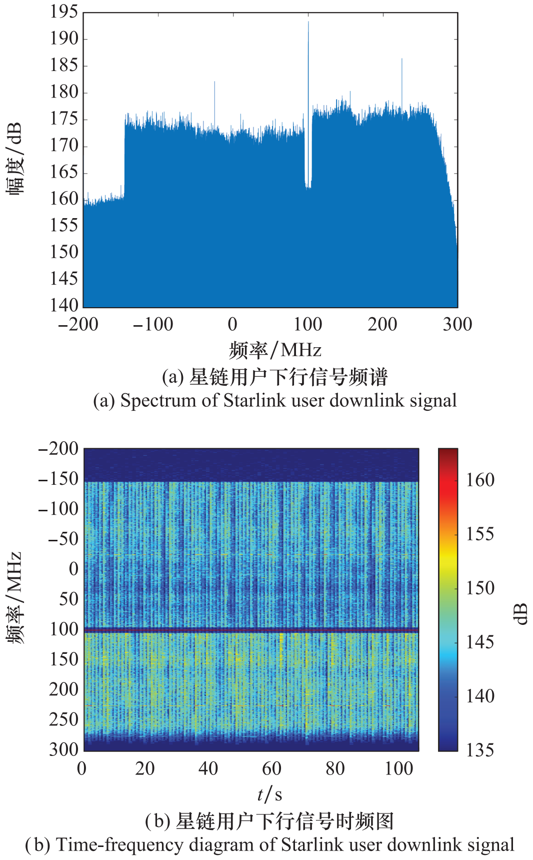


图 5　星链用户下行信号

Fig. 5　Starlink user downlink signal

目前，尚未知晓两种信标信号的结构和功能是否一致。信标信号可能用于传输卫星的标识符等低速网络信息，也

有可能用于时间和频率同步，或者用于信道估计。结合本文中观测到的星链 11.95 GHz/12.45 GHz 信标信号，目前国内外已发现的星链信标信号频率分布示意图如图 6 所示。

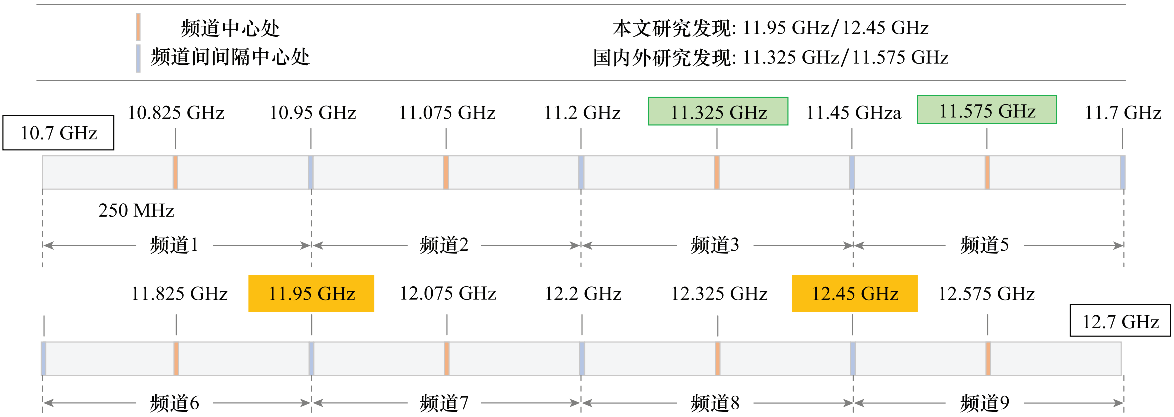


图 6　目前已发现的星链信标信号频率分布示意图

Fig. 6　Schematic diagram of frequency distribution of Starlink beacon signals that have been discovered

3　星链信标信号的多普勒提取方法

3.1　本文方法(频域滑窗估计法)

为克服低轨卫星发射端的信标信号结构未知的困难，本文尝试从接收端对星链信标信号进行建模，设计一种适用于低轨卫星信标信号的多普勒提取方法，从而摆脱对卫星发射端信号先验信息的依赖。接收端信标信号单个子载波的复信号模型 $x(t)$ 如下：

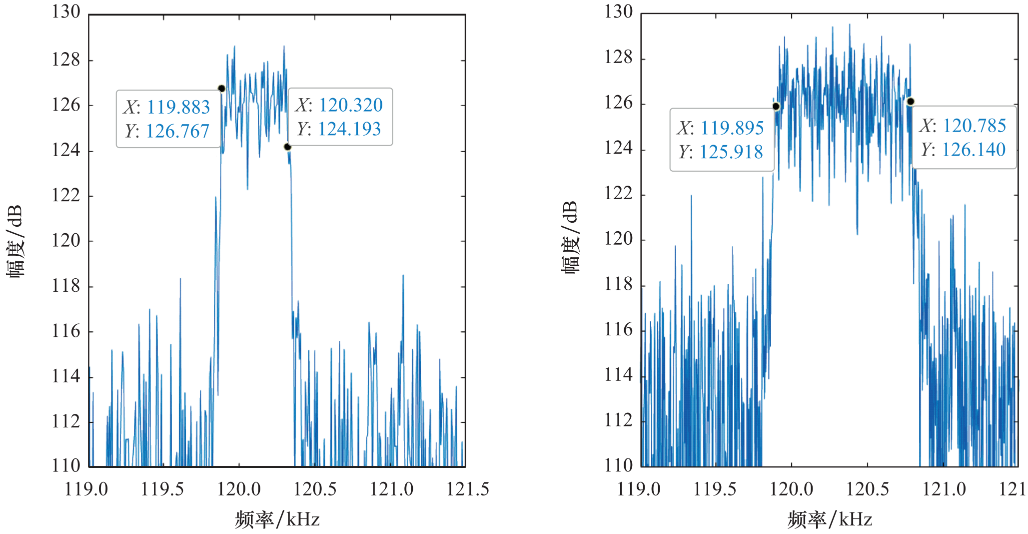
$$x(t)=A(t)\exp[\mathrm{j}(\varphi(t)+\phi)]+w(t) \tag{1}$$

式中：$A(t)$ 反映了接收信号功率的变化；$w(t)$ 是零均值高斯白噪声；ϕ 是接收信号的初始相位。$\varphi(t)=2\pi f_{\mathrm{d}}(t)t$ 是子载波相位。

由于缺少发射端信号的先验信息，提取多普勒频移的关键是针对接收端实测信号建立合适的信号模型。本文建立的接收端信标信号子载波模型分为两种：短时间模型 $x_S(t)$ 和长时间模型 $x_L(t)$。针对短时间和长时间模型，多普勒提取方法亦做出分别设计。

3.1.1　短时间模型及处理方法

在某一时刻，星链信标信号单个子载波的频谱如图 7 所示。结合图 4 中给出的星链信标信号时频图，发现其单个子载波在短时间内应具有和线性调频(linear frequency modulation, LFM)信号或鸟鸣信号类似的特性：频域带宽与积累时间是近似的线性关系(当积累时间增加一倍，其带宽也近似增加一倍)。



(a) 积累时间为128 ms
(a) Accumulated time of 128 ms

(b) 积累时间为256 ms
(b) Accumulated time of 256 ms

图 7　频域带宽

Fig. 7　Frequency domain bandwidth

在短时间 $t(t\in[T_0,T_0+\Delta t])$ 内，$A(t)\approx A(T_0)$ 近似为 T_0 时刻的常数，$f_{\mathrm{d}}(t)\approx f_{\mathrm{d}}(T_0)+k(t-T_0)/2$，代入式(1)后得到的信标信号单个子载波的短时间模型 $x_{\mathrm{S}}(t)$ 如下：

$$x_{\mathrm{S}}(t)=A(T_0)\exp(\mathrm{j}(2\pi f_{\mathrm{d}}(T_0)(t-T_0)+\pi k(t-T_0)^2+\phi)) \tag{2}$$

式中：$f_{\mathrm{d}}(t)$ 是待估计的信标信号单个子载波的多普勒频移。

这是一个典型的 LFM 信号模型。现在，信标信号的多普勒提取问题转换为在短时间内的 LFM 信号的参数估计问题。实际接收端接收到的信标信号含有若干个子载波，因此在估计 LFM 信号参数之前需要筛选出感兴趣的单个子载波(目标子载波)。本文提出了一种频域滑窗估计的方法，来跟踪锁定目标子载波并估计多普勒频移，算法步骤示意图如图 8 所示。

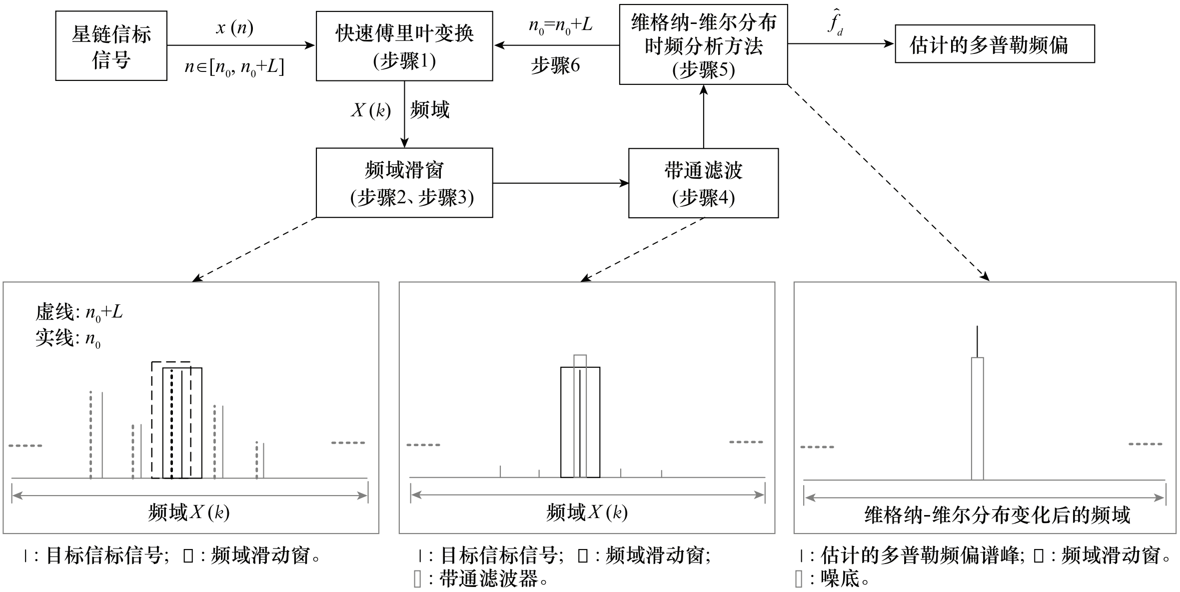


图 8　频域滑窗估计算法示意图

Fig. 8　Schematic diagram of frequency domain sliding window estimation algorithm

基于短时间模型的频域滑窗估计算法的流程具体如下。

输入：$x(n)$是以间隔时间 T_s 采样后的单个子载波的复信号序列，采样率 $F_s=1/T_s$。

输出参数：$\hat{f}_{\mathrm{d}}(n)$估计的多普勒频移。

初始化参数：积累时间 Δt(序列积累长度 $L=\Delta t/T_s$)，序列起始时刻 $T_0=n_0T_s$(序列号为 n_0)。f_{shift} 记录前后时刻多普勒频移的变化量，初始化取值：

$$f_{\mathrm{shift}}=\tilde{f}_{\mathrm{d}}(T_0+\Delta t)-\tilde{f}_{\mathrm{d}}(T_0)=\tilde{f}_{\mathrm{d}}((n_0+L)T_s)-\tilde{f}_{\mathrm{d}}(n_0T_s) \tag{3}$$

式中：$\tilde{f}_d(T_0)$是 T_0 时刻目标子载波的初始多普勒频移的粗估计；$\tilde{f}_{\mathrm{d}}(T_0+\Delta t)$是下一时刻多普勒频移的粗估计。以上多普勒频移可使用短时傅里叶变换(short time Fourier transform, STFT)进行粗估计。

构造频域滑动窗 W：频域上的矩形窗，用于跟踪锁定目标子载波，其中心频率为 f_{mid}，带宽为 B_{W}。初始化中心频率 $f_{\mathrm{mid}}=\tilde{f}_{\mathrm{d}}(T_0)$；初始化带宽 B_{W} 的取值应该满足以下条件：$B_{\mathrm{c}}+2f_{\mathrm{shift}}<B_{\mathrm{W}}<2B_{\mathrm{i}}$。$B_{\mathrm{c}}$ 是单个子载波的带宽，与积累时间呈正比关系。B_{i} 是相邻子载波的频率间隔。

频域或滑窗估计算法具体包括以下 6 个步骤。

步骤 1　对 $n\in[n_0,n_0+L]$的数据 $x(n)$进行L 个点的快速傅里叶变换，得到频谱 $X(k)$，其频率分辨率 $F_R=F_s/L$。

步骤 2　在频谱 $X(k)$上，构造频域滑动窗 W，用于跟踪锁定单个子载波，目标子载波的谱峰频率在频域滑动窗 W 的频率范围内：

$$\mathrm{W}(k)=\begin{cases}1,k\in\left[\dfrac{f_{\mathrm{mid}}}{F_{\mathrm{R}}}-\dfrac{B_{\mathrm{W}}}{2F_{\mathrm{R}}},\dfrac{f_{\mathrm{mid}}}{F_{\mathrm{R}}}+\dfrac{B_{\mathrm{W}}}{2F_{\mathrm{R}}}\right]\\0,k\in\left[-\dfrac{L}{2F_{\mathrm{R}}},\dfrac{f_{\mathrm{mid}}}{F_{\mathrm{R}}}-\dfrac{B_{\mathrm{W}}}{2F_{\mathrm{R}}}\right)\cup\left(\dfrac{f_{\mathrm{mid}}}{F_{\mathrm{R}}}+\dfrac{B_{\mathrm{W}}}{2F_{\mathrm{R}}},\dfrac{L}{2F_{\mathrm{R}}}\right]\end{cases} \tag{4}$$

式中：1 表示目标子载波存在的区间；0 表示目标子载波不存在的区间。以 f_{mid} 为中心，在带宽 B_{W} 的频域滑动窗 W 内使用最大值搜索算法寻找谱峰频率 f_{peak}：

$$f_{\mathrm{peak}}=\left\{kF_{\mathrm{R}}\,\middle|\,X(k)=\max\{X(k)\},k\in\left[\frac{f_{\mathrm{mid}}}{F_{\mathrm{R}}}-\frac{B_{\mathrm{W}}}{2F_{\mathrm{R}}},\frac{f_{\mathrm{mid}}}{F_{\mathrm{R}}}+\frac{B_{\mathrm{W}}}{2F_{\mathrm{R}}}\right]\right\} \tag{5}$$

步骤 3　以 f_{peak} 为频率中心，分别计算目标子载波功率 P_{signal} 和噪声功率 P_{noise}，以及 SNR：

$$\begin{cases} P_{\text{signal}} = \dfrac{1}{N_1}\sum\limits_{k_1 \in S_1} |X(k_1)|^2 \\ P_{\text{noise}} = \dfrac{1}{N_2}\sum\limits_{k_2 \in S_2} |X(k_2)|^2 \end{cases} \tag{6}$$

$$S_1 = \left\{ k \,\middle|\, k \in \left[\frac{f_{\text{peak}}}{F_{\text{R}}} - \frac{B_{\text{c}}}{2F_{\text{R}}}, \frac{f_{\text{peak}}}{F_{\text{R}}} + \frac{B_{\text{c}}}{2F_{\text{R}}}\right], k \text{ 为整数} \right\} \tag{7}$$

$$S_2 = \left\{ k \,\middle|\, k \in \left[\frac{f_{\text{peak}}}{F_{\text{R}}} - \frac{B_{\text{W}}}{2F_{\text{R}}}, \frac{f_{\text{peak}}}{F_{\text{R}}} - \frac{B_{\text{c}}}{2F_{\text{R}}}\right) \cup \left(\frac{f_{\text{peak}}}{F_{\text{R}}} + \frac{B_{\text{c}}}{2F_{\text{R}}}, \frac{f_{\text{peak}}}{F_{\text{R}}} + \frac{B_{\text{W}}}{2F_{\text{R}}}\right], k \text{ 为整数} \right\} \tag{8}$$

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise}}} \tag{9}$$

式(6)中的 N_1 和 N_2 分别是集合 S_1 和 S_2 所含元素的个数。

如果 SNR≥1.5 dB,则 $f_{\text{mid}} = f_{\text{peak}}$,同时令 $f_{\text{shift}} = f_{\text{peak}} - f_{\text{mid}}$,执行步骤 4。

如果 SNR<1.5 dB,则 $f_{\text{mid}} = f_{\text{mid}} + f_{\text{shift}}$,同时令 $\hat{f}_{\text{d}}(n_0) =$ null,执行步骤 6。

步骤 4 使用带通滤波器(band-pass filter, BPF)对频域滑动窗锁定的目标子载波进行滤波处理,BPF 的频域响应 $H(k)$ 为

$$H(k) = \begin{cases} A,\ k \in \left[\dfrac{f_{\text{mid}}}{F_R} - \dfrac{B_{\text{c}}}{F_{\text{R}}}, \dfrac{f_{\text{mid}}}{F_{\text{R}}} + \dfrac{B_{\text{c}}}{F_{\text{R}}}\right] \\ 1,\ k \in \left[-\dfrac{L}{2F_{\text{R}}}, \dfrac{f_{\text{mid}}}{F_{\text{R}}} - \dfrac{B_{\text{c}}}{F_{\text{R}}}\right) \cup \left(\dfrac{f_{\text{mid}}}{F_{\text{R}}} + \dfrac{B_{\text{c}}}{F_{\text{R}}}, \dfrac{L}{2F_{\text{R}}}\right] \end{cases} \tag{10}$$

BPF 的中心频率即是频域滑动窗的中心频率 f_{mid},BPF 的带宽选择为 $2B_c$。$H(k)$是理想 BPF 的频域响应,带外抑制比为 $20\lg A$。

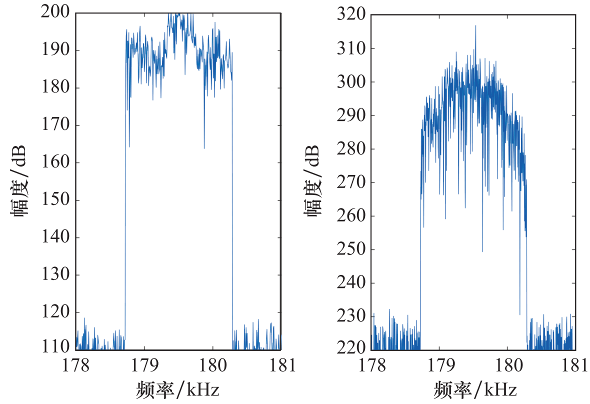
步骤 5 使用时频分析方法—维格纳-维尔分布(Wigner-Ville distibution, WVD)对目标信标信号短时模型进行多普勒参数估计[22-23],估计结果为 $\hat{f}_{\text{d}}$。

步骤 6 令 $n_0' = n_0 + L$,返回步骤 1。

以上算法中的步骤 1 到步骤 3 使用频域滑动窗跟踪锁定目标子载波,其中步骤 3 是对信标信号多普勒频移的粗估计[24](本文仅用于滑窗操作)。步骤 4 是为了滤除目标子载波的带外频率成分,并提升 SNR。带通滤波器在频域上可使用矩形窗实现,滤波后的目标子载波频谱图如图 9(a)所示。步骤 5 是多普勒频移的精确估计,是经典的 LFM 参数估计方法。对信标信号短时模型式(2)进行 WVD 变换:

$$W_x(t,f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_S\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x_S^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\exp(-\mathrm{j}2\pi f\tau)\,\mathrm{d}\tau = \\ A^2(T_0)\int_{-\infty}^{+\infty}\exp(-\mathrm{j}2\pi(f - f_{\text{d}}(T_0) - k(t - T_0))\tau)\,\mathrm{d}\tau = \\ A^2(T_0)\delta(f - f_{\text{d}}(T_0) - k(t - T_0)) \tag{11}$$

式中:* 是共轭运算符。取 $t = T_0$,则 $W_x(t,f) = W_x(T_0, f) = W_x(f)$,其中 $W_x(f) = A^2(T_0)\delta(f - f_{\text{d}}(T_0))$。$\delta(f - f_{\text{d}}(T_0))$ 是冲激函数,表示 LFM 信号能量将在频率 $f_{\text{d}}(T_0)$处聚集而在频谱上出现谱峰。使用上述方法估计信标信号短时模型的多普勒频移,结果如图 9(b)所示。



(a) 带通滤波
(a) Band-pass filtering

(b) WVD估计
(b) WVD estimation

图 9 带通滤波和 WVD 估计

Fig. 9 Band-pass filtering and WVD estimation

3.1.2 长时间模型及处理方法

在较长时间内(星链信标信号捕获时间内,使用本文所述设备的接收时间最长约为 80 s),子载波不再具有 LFM 的特性,相比于 LFM,其多普勒频率随时间的变化更加复杂。不同时刻过境的低轨卫星都有各自独特的运行轨迹,因此它们产生的多普勒频移的轨迹也各不相同。为了进一步减少测量误差,本文对子载波的长时间模型使用多项式建模:

$$f_{\text{d}}(t) \approx a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \cdots + a_{N-1} t^{N-1} + e(t) \tag{12}$$

$$x_L(t) = A(t)\exp(\mathrm{j}(2\pi f_{\text{d}}(t)t + \phi)) \tag{13}$$

式中:$a_0, a_1, a_2, \cdots, a_{N-1}$ 是待估参数,$e(t)$是多普勒频移残差,令 $\boldsymbol{\theta} = [a_0, a_1, a_2, \cdots, a_{N-1}]^{\text{T}}$,则多普勒频移的线性模型如下:

$$\boldsymbol{f}_{\text{d}} = \boldsymbol{H\theta} + \boldsymbol{e} \tag{14}$$

式中:$\boldsymbol{f}_{\text{d}} = [f_{\text{d}}(1), f_{\text{d}}(2), \cdots, f_{\text{d}}(\text{M})]^{\text{T}}$ 是频域滑窗估计法所提取的多普勒频移向量,处理时间间隔 $\Delta t = LT_s$。$\boldsymbol{e} = [e(1), e(2), \cdots, e(\text{M})]^{\text{T}}$ 是残差向量,观测矩阵 $\boldsymbol{H}$ 可以表示为:

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1^{N-1} \\ 1 & 2 & \cdots & 2^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & M & \cdots & M^{N-1} \end{bmatrix} \times \text{diag}(1, \Delta t, \cdots, (\Delta t)^{N-1}) \tag{15}$$

使用最小二乘法估计 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$,并对多普勒频移 $\boldsymbol{f}_{\text{d}}$ 进行多项式曲线拟合:

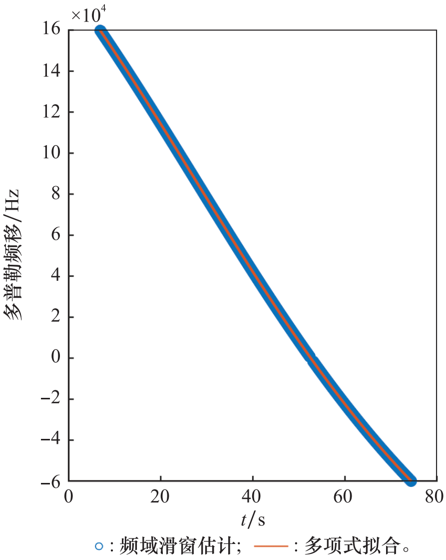
$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H})^{-1}\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}} \tag{16}$$

$$\hat{\boldsymbol{f}}_{\mathrm{d}} = \boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{H}(\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H})^{-1}\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}} \tag{17}$$

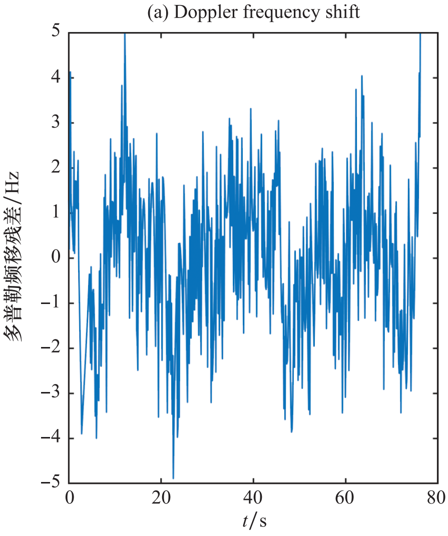
式中：$\hat{\boldsymbol{f}}_{\mathrm{d}}$ 是最小二乘拟合后的多普勒频移。最小二乘估计的残差向量 $\boldsymbol{e}$ 为

$$\boldsymbol{e} = \hat{\boldsymbol{f}}_{\mathrm{d}} - \boldsymbol{f}_{\mathrm{d}} = \boldsymbol{H}(\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H})^{-1}\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{d}} - \boldsymbol{f}_{\mathrm{d}} \tag{18}$$

使用上述方法对星链信标信号的多普勒频移进行提取，多普勒频移及其残差如图 10 所示。



(a) 多普勒频移
(a) Doppler frequency shift



(b) 多普勒频移的残差
(b) Residual of Doppler frequency shift

图 10　多普勒频移和多普勒频移的残差

Fig. 10　Doppler frequency shift and residual of Doppler frequency shift

3.2　与最大似然估计法的比较

文献[20]使用最大似然估计法对多普勒频移进行精估计[25-26]。该方法假设信标信号子载波在短时间内是频率恒定的正弦信号：

$$x(n) = A\exp[\mathrm{j}w_{\mathrm{d}}n + \varphi] + w(n) \tag{19}$$

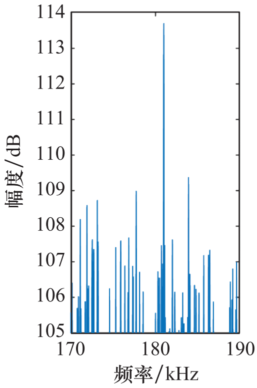
式中：A，w_d，φ 分别是正弦信号的振幅、角频率和相位；$w(n)$是零均值高斯白噪声。最优估计函数 $I(w)$为

$$I(w) = \frac{1}{N}\left|\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\exp(-\mathrm{j}wn)\right|^2 \tag{20}$$

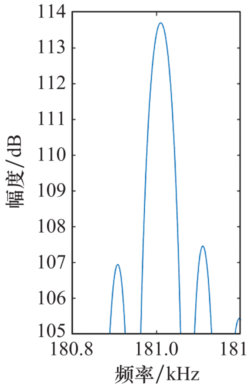
式中：N 是处理数据长度；估计的角频率 $\hat{w}_{\mathrm{d}}$ 为

$$\hat{w}_{\mathrm{d}} = \{w \mid I(w) = \max[I(w)]\} \tag{21}$$

最大似然估计法对多普勒频移的估计结果如图 11 所示，图 11(a)是子载波在较短时间内(16 ms)的频谱，具有单频信号特性，图 11(b)是最大似然估计法的结果。本文方法和最大似然估计法提取的多普勒频移如图 12 所示，多普勒频移随时间的变化率与两行轨道根效集[27]（two-line element set，TLEs）预测结果的对比如图 13 所示。TLEs 文件包含了预测卫星轨道所需的参数信息，轨道模型使用简化的广义摄动模型 SGP4[28]（simplified general perturbations 4，SGP4）。结果表明，本文提取的多普勒频移更连续，且测量精度更高，多普勒频移变化率与 TLEs 文件预测结果吻合。而最大似然估计法的测量精度较低，多普勒频移变化率的误差较大。当信标信号子载波的 SNR 较低时，最优估计函数 $I(w)$的谱峰会被噪声淹没，此时无法正确估计多普勒频移，并出现空缺。



(a) 子载波频谱
(a) Sub-carrier spectrum



(b) 最大似然估计结果
(b) Maximum likelihood estimation results

图 11　子载波频谱和最大似然估计结果

Fig. 11　Sub-carrier spectrum and maximum likelihood estimation results

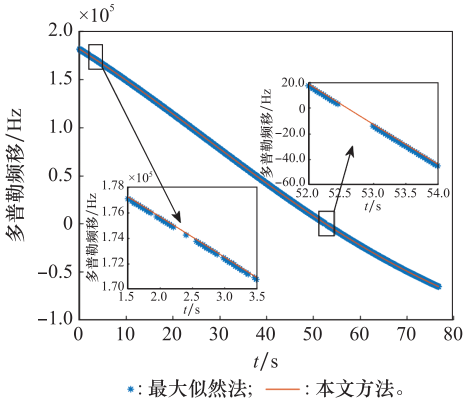


图 12　两种方法提取的多普勒频移

Fig. 12　Doppler frequency shift extracted by two methods

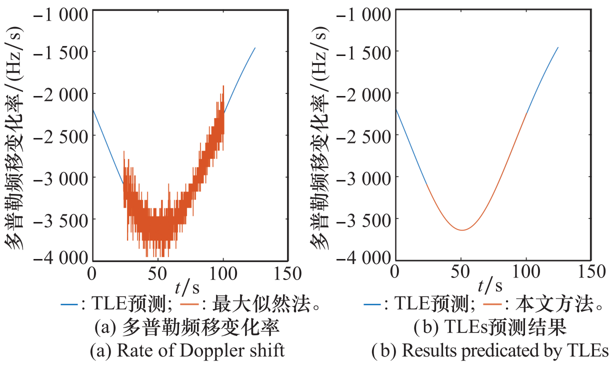


图 13 两种方法提取的多普勒频移变化率与 TLEs 文件预测结果

Fig. 13 Rate of Doppler frequency shift variation rate extracted by two methods and prediction result of TLEs

4 多普勒定位方法和实验结果

使用本文所述的接收设备和多普勒频移提取方法，开展了基于星链信标信号的多普勒定位实验，基于星链信标信号的多普勒定位实验场景如图 14 所示。图 15 为 6 颗星链卫星实测和由 TLEs 预测的多普勒频移变化率。图 16 为 6 颗星链卫星的天空图(其中编号为 Starlink-4307 的卫星在不同时间两次经过)。

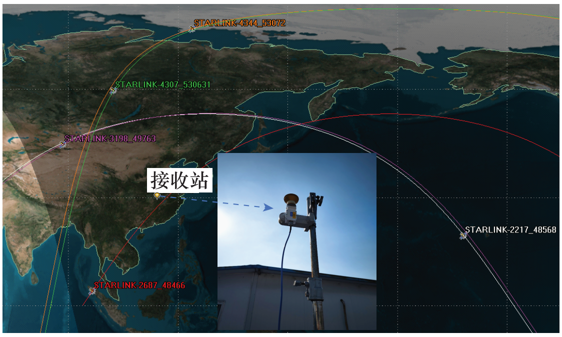


图 14 多普勒定位实验场景

Fig. 14 Experiment scene of Doppler positioning

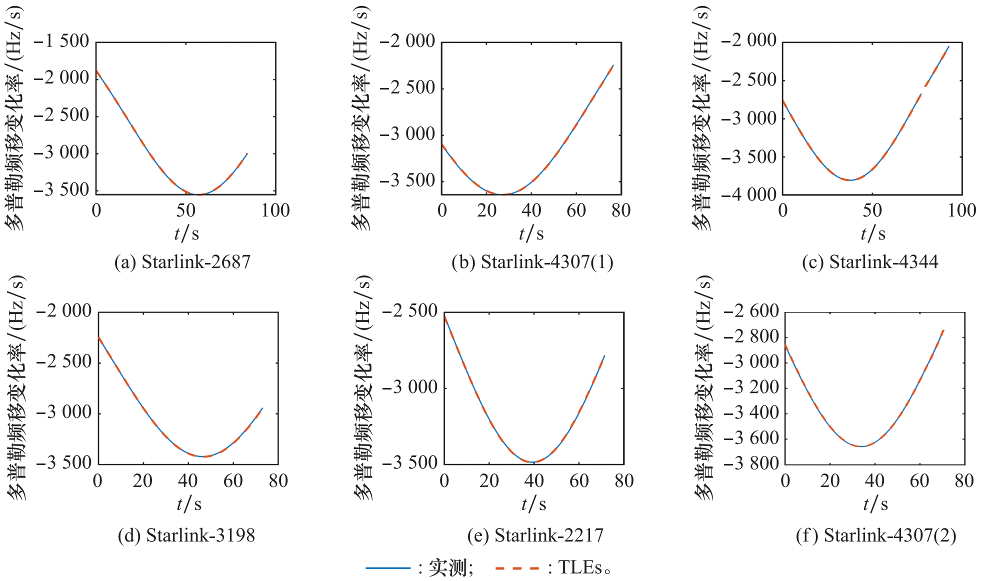


图 15 6 颗星链卫星实测和 TLEs 预测的多普勒频移变化率

Fig. 15 Doppler frequency shift variation rate measured by six Starlink satellites and prediction result of TLEs

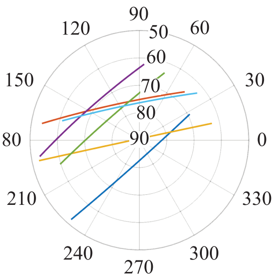


图 16 6 颗星链卫星的天空图

FIg. 16 Sky map of six Starlink satellites

本文利用这 6 颗卫星的多普勒频移及其卫星轨迹(利用 TLEs 文件[29]和 SGP4 模型计算)，使用非线性最小二乘法对接收站进行定位，具体原理如下。

假设已测得 6 颗卫星信标信号的多普勒频移 $f_{d,i}(k)$，$i=1,2,3,4,5,6$。卫星的伪距变化率与测得的多普勒频移的关系为：$f_d=-v/\lambda$(v 是卫星相对接收机的径向速度，λ 是卫星发射机的载频波长)。将 $Z_i(k)=f_{d,i}(k)\cdot\lambda$ 定义为伪距率观测量，则有：

$$Z_i(k)=\frac{\dot{\boldsymbol{r}}_{sv,i}^{T}(k)[\boldsymbol{r}_r-\boldsymbol{r}_{sv,i}(k)]}{\|\boldsymbol{r}_r-\boldsymbol{r}_{sv,i}(k)\|_2}+a_i+\nu_{z,i}(k) \tag{22}$$

式中：$\boldsymbol{r}_r=[x_r,y_r,z_r]^T$ 是待求解的三维坐标(固定值)；$\boldsymbol{r}_{sv,i}(k)=[x_{sv,i}(k),y_{sv,i}(k),z_{sv,i}(k)]^T$ 是第 i 颗卫星在 k 时刻的三维坐标；$\dot{\boldsymbol{r}}_{sv,i}(k)=[v_{x,i}(k),v_{y,i}(k),v_{z,i}(k)]^T$ 是第 i 颗卫星在 k 时刻的三维速度；a_i 是由接收机与卫星发射机时钟偏差、大气传播延迟等因素造成的固定偏差；$\nu_{z,i}(k)$是测

量误差。星链卫星的三维位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{sv},i}(k)$ 和速度 $\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{sv},i}(k)$ 由 TLEs 文件和 SGP4 模型计算获得。

$\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)}=[x_{\mathrm{r}}^{(0)},y_{\mathrm{r}}^{(0)},z_{\mathrm{r}}^{(0)}]^{\mathrm{T}}$ 是接收机位置的初始估计值，记式(22)中的非线性部分为 $f(\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}})_{(k),i}$，考虑 k 时刻的第 i 颗卫星，对其进行一阶泰勒展开：

$$f(\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}})_{(k),i}=\frac{\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{sv},i}(k)[\boldsymbol{r}_{r}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{sv},i}(k)]}{\|\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{sv},i}(k)\|_2}\approx$$
$$f(\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)})_{(k),i}+\boldsymbol{J}_i(k)\cdot\Delta\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}},\Delta\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}=\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)} \tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{J}_i(k)$ 是雅可比矩阵 $\boldsymbol{J}_i(k)=\left.\dfrac{\partial f(\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}})_{(k),i}}{\partial\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}}\right|_{\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)}}$，将式(23)代入式(22)，可得线性化的伪距变化率测量方程：

$$Z_i(k)-f(\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)})_{(k),i}=\boldsymbol{J}_i(k)\cdot\Delta\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}+a_i+\nu_{z,i}(k) \tag{24}$$

定义 $z_i(k)=Z_i(k)-f(\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)})_{(k),i}$ 是新的观测量，对式(24)中线性化的方程使用线性最小二乘法迭代求解，方程的矩阵形式如下：

$$\boldsymbol{z}=\boldsymbol{J}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{v}_z \tag{25}$$

式中：$\boldsymbol{z}=[z_1(1),\cdots,z_1(N_1),\cdots,z_6(1),\cdots,z_6(N_6)]^{\mathrm{T}}$ 是观测向量；N_i 是第 i 颗卫星的总测量次数。待估参数 $\boldsymbol{x}=[\Delta\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}},a_1,\cdots,a_6]^{\mathrm{T}}$。测量误差向量 $\boldsymbol{v}_z$ 和观测矩阵 $\boldsymbol{J}$ 的表达式如下：

$$\boldsymbol{v}_z=[\nu_{z,1}(1),\cdots,\nu_{z,1}(N_1),\cdots,\nu_{z,6}(1),\cdots,\nu_{z,6}(N_6)]^{\mathrm{T}} \tag{26}$$

$$\boldsymbol{J}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{J}_1(k) & 1 & 0 & \cdots & 0\\ \boldsymbol{J}_2(k) & 0 & 1 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \boldsymbol{J}_6(k) & 0 & 0 & \cdots & 1\end{bmatrix} \tag{27}$$

对式(25)使用最小二乘法求解，估计值 $\hat{\boldsymbol{x}}$ 为

$$\hat{\boldsymbol{x}}=(\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J})^{-1}\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{z} \tag{28}$$

估计值 $\hat{\boldsymbol{x}}$ 中的 $\Delta\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{r}}$ 用于迭代 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(m+1)}=\Delta\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{r}}+\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(m)}$，若干次迭代后的收敛值认为是解算的接收机位置。接收机位置的初始估计值 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)}$ 设置为距离接收机位置真值 100 km 的随机位置，接收机位置真值使用实时动态(real-time kinematic, RTK)定位测量仪获取(测量为厘米级精度)。记 $\boldsymbol{v}_z(m)$ 是非线性最小二乘解算过程中第 m 次迭代后的误差向量，迭代过程中的归一化残差定义为

$$\mathrm{err}(m)=\frac{\|\nu_z(m)\|_2}{\|\nu_z(1)\|_2} \tag{29}$$

迭代过程中的归一化残差如图 17 所示。初始估计值 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{r}}^{(0)}$ 从距离接收站真值 100 km 的位置随机选择 100 次，使用非线性最小二乘法解算后的接收机位置的三维误差如图 18所示，平均误差为 28.9 m。在有高程辅助的情况下[30]，水平误差如图 19 所示，平均误差为 11.8 m。

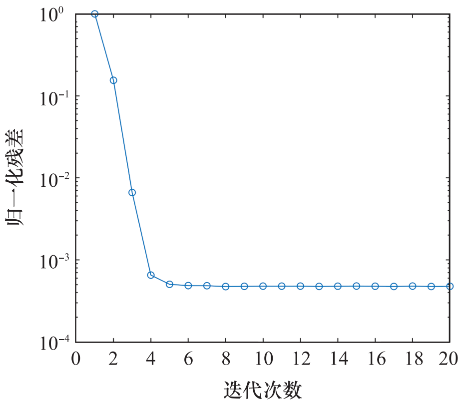


图 17　迭代过程中的归一化残差

Fig. 17　Normalized residuals during iteration process

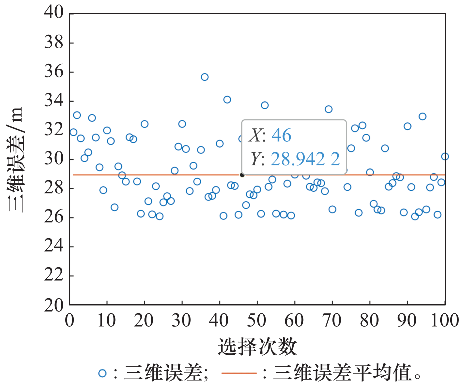


图 18　接收机定位的三维误差

Fig. 18　Three-dimensional error of receiver positioning

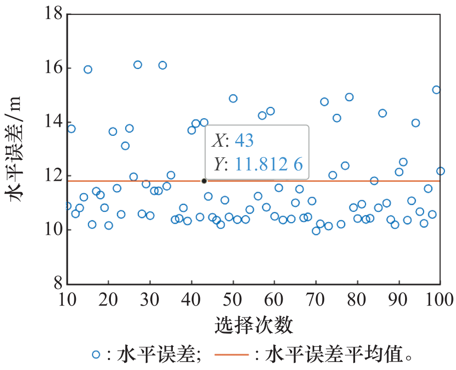


图 19　接收机定位的水平误差

Fig. 19　Horizontal error of receiver positioning

5　结束语

为了接收低轨卫星的机会信号，本文设计并制作了一套轻量级模块化的通用型接收设备，观测到了位于星链用户下行信号频道间隔中心处的信标信号(11.95 GHz/12.45 GHz)；建立了信标信号接收端模型(短时间模型和长时间模型)，提出了一种频域滑窗估计算法，以提取信标信号的多普勒频移。最后，利用接收到的 6 颗星链卫星的信标信号完成

了多普勒定位实验,接收机三维定位误差为 28.9 m。在有高程辅助的情况下,水平定位误差为 11.8 m。

目前,基于星链信标信号的定位技术尚不成熟,且缺少有关信号结构的先验知识。后续将针对信标信号的制式开展研究,并进一步研究提高星链卫星多普勒定位精度的方法。

参考文献

[1] PSIAKI M L, HUMPHREYS T E. GNSS spoofing and detection[J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(6): 1258 - 1270.

[2] 肖岭,唐小妹,李柏渝,等. GNSS 双接收机抗欺骗技术[J]. 国防科技大学学报,2016,38(3):45 - 49.
XIAO L, TANG X M, LI B Y, et al. GNSS anti-spoofing technique based on dual-receiver[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2016, 38(3): 45 - 49.

[3] DEHGHANIAN V, NIELSEN J, LACHAPELLE G. GNSS spoofing detection based on signal power measurements: statistical analysis[J]. International Journal of Navigation and Observation, 2012, 2012: 1 - 8.

[4] PSIAKI M L. Navigation using carrier Doppler shift from a LEO constellation: transit on steroids[J]. Navigation, 2021, 68(3): 621 - 641.

[5] KASSAS Z Z M. Navigation from low-earth orbit[J]. Position, Navigation, and Timing Technologies in the 21st Century: Integrated Satellite Navigation, Sensor Systems, and Civil Applications, 2021, 2: 1381 - 1412.

[6] PROL F S, FERRE R M, SALEEM Z, et al. Position, navigation, and timing (PNT) through low Earth orbit (LEO) satellites: a survey on current status, challenges, and opportunities[J]. IEEE Access, 2022,10: 83971 - 840002.

[7] FARHANGIAN F, LANDRY J R R. Multi-constellation software-defined receiver for Doppler positioning with LEO satellites[J]. Sensors, 2020, 20(20): 5866.

[8] RACELIS D, PERVAN B, JOERGER M. Fault-free integrity analysis of mega constellation-augmented GNSS[C]// Proc. of the 32nd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2019: 465 - 484.

[9] REID T, GUNNING K, PERKINS A, et al. Going back for the future: large/mega LEO constellations for navigation[C]// Proc. of the 32nd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2019: 2452 - 2468.

[10] KASSAS Z, MORALES J, KHALIFE J. New-age satellite-based navigation-STAN: simultaneous tracking and navigation with LEO satellite signals[J]. Inside GNSS Magazine, 2019, 14(4): 56 - 65.

[11] FCC SPACE EXPLORATION HOLDINGS. FCC application for fixed satellite service by space exploration holdings[EB/OL]. [2023 - 04 - 28]. http://fcc.report/IBFS/SAT-LOA-20200526-00055.

[12] SPACE EXPLORATION HOLDINGS, LLC, Application for modification of authorization for the SpaceX NGSO satellite system[EB/OL]. [2023 - 04 - 28]. http://licensing.fcc.gov/myibfs/forwardtopublictabaction.do? file_number = SAT-MOD2020041700037.

[13] WORLDVU SATELLITES LIMITED. OneWeb non-geostationary satellite system[EB/OL]. [2023 - 04 - 28]. http://licensing.fcc.gov/myibfs/forwardtopublictabaction.do? file_number=SATLOI2016042800041.

[14] NARDIN A, DOVIS F, FRAIRE J A. Empowering the tracking performance of LEO-based positioning by means of meta-signals[J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2021, 5(3): 244 - 253.

[15] KHALIFE J, NEINAVAIE M, KASSAS Z M. The first carrier phase tracking and positioning results with Starlink LEO satellite signals[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 58(2): 1487 - 1491.

[16] JARDAK N, ADAM R. Practical use of Starlink downlink tones for positioning[J]. Sensors, 2023, 23(6): 3234.

[17] NEINAVAIE M, KHALIFE J, KASSAS Z M. Exploiting Starlink signals for navigation: first results[C]// Proc. of the 34th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2021: 2766 - 2773.

[18] NEINAVAIE M, KHALIFE J, KASSAS Z M. Acquisition, Doppler tracking, and positioning with Starlink LEO satellites: first results[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 58(3): 2606 - 2610.

[19] NEINAVAIE M, SHADRAM Z, KOZHAYA S, et al. First results of differential Doppler positioning with unknown Starlink satellite signals[C]// Proc. of the IEEE Aerospace Conference, 2022.

[20] 秦红磊,张宇. 星链机会信号定位方法[J]. 导航定位学报,2023,11(1):67 - 73.
QIN H L, ZHANG Y. Positioning technology based on Starlink signal of opportunity[J]. Journal of Navigation and Positioning, 2023, 11(1): 67 - 73.

[21] SOLTANI M N, LZADI-ZAMANABADI R, WISNIEWSKI R. Reliable control of ship-mounted satellite tracking antenna[J]. IEEE Trans. on Control Systems Technology, 2010, 19(1): 221 - 228.

[22] WU Z L, HUANG X X, DU M, et al. Intra-pulse recognition of radar signals via bicubic interpolation WVD[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2023.

[23] 雷磊. 基于时频分析的线性调频信号检测与参数估计[D]. 西安:西安电子科技大学,2012.
LEI L. Detection and parameters estimation of LFM signal based on time-frequency analysis[D]. Xi'an: Xidian University, 2012.

[24] ISLAM M N, SPITZER T, HALLETT J, et al. Doppler estimation for passive RF sensing method in space domain aware-

ness[C]∥Proc. of the Military Communications and Information Systems Conference, 2020.

[25] 史蒂文·凯. 统计信号处理基础：估计与检测理论，卷 I[M]. 北京：电子工业出版社，2014：136-139.
KAY S M. Fundamentals of statistical signal processing, volume I[M]. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2014: 136-139.

[26] 张海军. 基于最大似然法的正弦信号频率估计研究[D]. 乌鲁木齐：新疆大学，2003.
ZHANG H J. Study on sinusoidal frequency estimation based on maximum likelihood estimator[D]. Urumqi: Xinjiang University, 2003.

[27] BLAZQUEZ-GARCIA R, UMMENHOFER M, CRISTALLINI D, et al. Passive radar architecture based on broadband LEO communication satellite constellations[C]∥Proc. of the IEEE Radar Conference, 2022: 1-6.

[28] WEI D, ZHAO C Y. An accuracy analysis of the SGP4/SDP4 model[J]. Chinese Astronomy and Astrophysics, 2010, 34(1): 69-76.

[29] CELESTRAK. Current supplemental two-line element sets. [EB/OL]. [2023-04-28]. http://celestrak.com/NORAD/elements/supplemental/.

[30] 王萌，马利华，张丽荣，等. 区域定位系统中高程辅助三星定位算法[J]. 上海交通大学学报，2012，46(10)：1647-1651，1657.
WANG M, MA L H, ZHANG L R, et al. Three-satellite positioning algorithm with altitude aiding for regional navigation satellite system[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2012, 46(10): 1647-1651,1657.

作者简介

袁祎平(1999—)，男，硕士研究生，主要研究方向为机会导航、软件定义无线电。

易建新(1989—)，男，副教授，博士，主要研究方向为外辐射源雷达信号处理、非线性信号处理。

万显荣(1975—)，男，教授，博士，主要研究方向为新体制雷达设计。

郝才勇(1989—)，男，博士研究生，主要研究方向为星基无源定位。